

⑤1

Int. Cl. 2:

H 03 F 3/189

①9 **BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND**

H 03 F 3/68

H 03 F 3/60

DEUTSCHES



PATENTAMT

DE 28 07 813 B 1

①1

Auslegeschrift 28 07 813

②1

Aktenzeichen: P 28 07 813.9-31

②2

Anmeldetag: 23. 2. 78

④3

Offenlegungstag: —

④4

Bekanntmachungstag: 7. 6. 79

③0

Unionspriorität:

③2 ③3 ③1 —

⑤4

Bezeichnung: Schaltungsanordnung zur Erreichung von Leistungsanpassung bei rauschangepaßten Hochfrequenz-Verstärkern

⑦1

Anmelder: Siemens AG, 1000 Berlin und 8000 München

⑦2

Erfinder: Kauffmann, Jean, Dipl.-Ing., 8000 München;
Sedlmair, Siegfried, Dipl.-Ing., 8031 Gröbenzell

⑤5

Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht gezogene Druckschriften:
Nichts ermittelt

NOT REPRODUCED

Patentansprüche:

1. Schaltungsanordnung zur Erreichung von Leistungsanpassung bei rauschangepaßten Hochfrequenz-Verstärkern, dadurch gekennzeichnet, daß zwei oder mehr parallel arbeitende, ein- oder mehrstufige, rauschangepaßte Verstärker ($v_1 \dots v_n \dots v_n$), die zumindest angenähert gleiche elektrische Übertragungs- und Reflexionseigenschaften aufweisen, mit Hilfe von Ein- und Ausgangsnetzwerken ($L1, L'1$) zusammengeschaltet sind, die derart aufgebaut sind, daß

- auf der Eingangs- und der Ausgangsseite Anpassung besteht,
- die Übertragungsfunktion vom Eingang auf die Ausgänge des Eingangsnetzwerks ($L1$) gleich $K_1 \cdot e^{-j\varphi_i}$ ist, wobei K_1 für jeden beliebigen Ausgang i gleich ist, d. h. eine symmetrische Leistungsaufteilung besteht, und die Übertragungsfunktion vom Ausgang auf die Eingänge des Ausgangsnetzwerks gleich $K'_1 \cdot e^{-j\varphi'_i}$ ist, wobei K'_1 für jeden beliebigen Eingang i gleich ist, d. h. ebenfalls eine symmetrische Leistungsaufteilung besteht,
- die Übertragungsfunktion von einem beliebigen Ausgang des Eingangsnetzwerks ($L'1$) zurück auf dessen Eingang gleich $K_2 \cdot e^{-j\varphi_i}$ ist, wobei K_2 für jeden beliebigen Ausgang i gleich ist, und die Übertragungsfunktion von den Eingängen des Ausgangsnetzwerks auf dessen Ausgang gleich $K'_2 \cdot e^{-j\varphi'_i}$, wobei K'_2 für jeden beliebigen Eingang i gleich ist,
- zum einen alle Ausgänge ($1 \dots i \dots n$) des Eingangsnetzwerks ($L1$) und zum anderen alle Eingänge ($1 \dots i \dots n$) des Ausgangsnetzwerks ($L'1$) untereinander entkoppelt sind,
- die Gleichung

$$\sum_{i=1}^n e^{-2 \cdot j \cdot \varphi_i} = 0$$

gilt, wobei φ_i die Übertragungsphasen des Eingangsnetzwerks ($L1$) bezüglich des jeweiligen Ausganges $i=1 \dots n$ sind,

- die Gleichung

$$q_1 + q'_1 = q_2 + q'_2 = \dots q_i + q'_i = q_n + q'_n$$

gilt, wobei φ'_i die Übertragungsphasen des Ausgangsnetzwerks ($L'1$) bezüglich des jeweiligen Eingangs $i=1 \dots n$ sind.

2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Übertragungsdifferenz φ_0 zwischen jeweils zwei benachbarten Ausgängen des Eingangsnetzwerks, d. h.

$$\varphi_0 = \varphi_i - \varphi_{i-1}$$

mit der Übertragungsdifferenz φ_0 zwischen jeweils zwei benachbarten Eingängen des Ausgangsnetzwerks übereinstimmt und $\varphi_0 = \frac{180^\circ}{n}$ beträgt, wobei n die Gesamtzahl der Ausgänge des Eingangsnetzwerks ($L1$) bzw. Eingänge des Ausgangsnetzwerks ($L'1$) darstellt.

3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 2, dadurch

gekennzeichnet, daß bei Verwendung zweier Verstärker ($V1, V2$) als Ein- und Ausgangsnetzwerk jeweils ein 3 dB-Ringhybrid (1, 2) mit vier Anschlüssen vorgesehen ist, daß jeweils einer der beiden ausgangsseitigen Anschlüsse des Eingangshybrids (1) über ein Rauschanpassungsnetzwerk (4, 5) mit dem Eingang eines der beiden Verstärker ($V1, V2$) verbunden ist, daß der eine (6) der beiden eingangsseitigen Anschlüsse (3, 6) des Eingangshybrids mit einem Abschlußwiderstand (R_1) beschaltet ist und der andere (3) zur Zuführung des zu verstärkenden Signals dient, daß jeweils einer der beiden eingangsseitigen Anschlüsse des Ausgangshybrids (2) direkt mit dem Ausgang jeweils eines der beiden Verstärker ($V1, V2$) verbunden ist und daß der eine (10) der beiden ausgangsseitigen Anschlüsse (9, 10) des Ausgangshybrids (2) mit einem Abschlußwiderstand (R_2) beschaltet ist und der andere (9) zur Weiterleitung des verstärkten Signals dient.

4. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß zumindest eines der beiden 3 dB-Ringhybride als transformierendes Hybrid (11) ausgeführt ist.

5. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3 oder 4, gekennzeichnet durch eine mehrstufige Ausführung der Ringhybride (sogenannter Branch-Line-Koppler).

6. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß die beiden 3 dB-Ringhybride durch zwei 3 dB-Richtungskoppler (12, 13) ersetzt sind.

7. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß die beiden 3 dB-Ringhybride durch zwei abgeänderte, sogenannte Wilkinson-Teilerschaltungen ersetzt sind, wobei das zu verstärkende Signal auf zwei Viertelwellenlängenleitungen (14, 15) gegeben wird, deren andere, über einen Querverwiderstand (16) zusammengeschaltete Enden über eine weitere Viertelwellenlängenleitung (17) und ein Rauschanpassungsnetzwerk (5) mit jeweils einem der beiden Verstärker ($V1, V2$) verbunden sind, daß die Ausgänge der beiden Verstärker ($V1, V2$) unmittelbar bzw. über eine weitere Viertelwellenlängenleitung (18) jeweils mit einer Viertelwellenlängenleitung (19, 20) verbunden sind, welche an ihrem Eingang über einen Querverwiderstand (21) zusammengeschaltet und an ihrem Ausgang direkt miteinander verbunden sind, von dem das verstärkte Signal zur Weiterleitung entnommen wird.

8. Schaltungsanordnung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß bei Verwendung von n ($n > 2$) Verstärkern ($V_1 \dots V_i \dots V_n$) das Eingangs- und Ausgangsnetzwerk jeweils durch eine abgeänderte Wilkinson-Teilerschaltung gebildet ist, wobei das zu verstärkende Signal auf n Viertelwellenlängenleitungen (22) gegeben wird, deren andere, über Querverwiderstände (23) zusammengeschaltete Enden jeweils über eine zweite Leitung (24) und ein Rauschanpassungsnetzwerk (25) mit einem der n Verstärker ($V_1 \dots V_i \dots V_n$) verbunden sind, daß die Ausgänge der n Verstärker ($V_1 \dots V_i \dots V_n$) jeweils über eine dritte Leitung (26) mit weiteren Viertelwellenlängenleitungen (27) verbunden sind, welche an ihren Eingängen über Querverwiderstände (28) zusammengeschaltet und an ihren Ausgängen direkt miteinander verbunden sind, so daß von dort das verstärkte Signal weiterzuführen ist.

9. Schaltungsanordnung nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, daß die im Eingangsnetzwerk befindlichen zweiten Leitungen (24) in den einzelnen Verstärkerzügen $i=1 \dots n$ die jeweiligen Längen $l_i=(i-1) \cdot \lambda/2n$ und die im Ausgangsnetzwerk befindlichen dritten Leitungen (26) die jeweiligen Längen der Leitungen $l_{(n-i+1)}$ bei $Z_0=R_0$ Ohm Wellenwiderstand aufweisen, daß der Wellenwiderstand der Viertelwellenlängenleitungen (22, 27) in den einzelnen Verstärkerzügen $i=1 \dots n$ dem Produkt aus dem für alle Querwiderstände (28, 23) übereinstimmenden Widerstandswert R_0 und der Wurzel aus der Anzahl n aller Verstärkerzüge entspricht, d. h. $Z=R_0/\sqrt{n}$ ist, wenn die Eingangsimpedanz $Z_0=R_0$ und die Ausgangsimpedanz Z_n ebenfalls R_0 ist.

10. Schaltungsanordnung nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, daß mindestens einer der abgeänderten Wilkinson-Teiler transformierend wirkt, das heißt $Z_e \neq R_0$ bei $R_0=Z_0$.

11. Schaltungsanordnung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß der abgeänderte Wilkinson-Teiler durch einen breitbandigen Leistungsteiler mit entsprechenden breitbandigen phasenverschiebenden Leitungsanordnungen an Stelle der Viertelwellenlängenleitungen (17, 18) ersetzt ist.

12. Schaltungsanordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß ein jeweils einem Verstärker vorgeschaltetes Rauschanpassungsnetzwerk (4, 5) aus einem Serienkondensator (7) und einer Querinduktivität (8) zusammengesetzt ist.

13. Schaltungsanordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, gekennzeichnet durch eine Ausführung in Streifenleitungstechnik.

Die Erfindung bezieht sich auf eine Schaltungsanordnung zur Erreichung von Leistungsanpassung bei rauschangepaßten Hochfrequenz-Verstärkern.

Häufig muß die bei rauscharmen Verstärkern mit der nötigen Rauschanpassung verbundene leistungsmäßige Fehlanpassung unschädlich gemacht werden. Eine solche Fehlanpassung kann, besonders bei Verstärkern mit vorgeschalteten Filtern, zu unzulässigen Amplituden- und Laufzeitschwankungen in Abhängigkeit von der Frequenz führen. Außerdem ist bei Geräten mit rauscharmen Verstärkern meistens ein geringer Reflexionsfaktor vorgeschrieben.

Ist die leistungsmäßige Fehlanpassung bei rauschangepaßten Hochfrequenz-Verstärkern nicht mehr tragbar, so wird in üblicher Weise entweder ein Zirkulator oder Isolator vorgeschaltet, welcher den reflektierten Signalanteil auf einen ohmschen Widerstand ableitet. Damit erscheint der Verstärker angepaßt.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, gegenüber den bekannten rauschangepaßten Verstärkern mit Zirkulatoren oder Isolatoren zur Leistungsanpassung eine höhere Aussteuerbarkeit und Überlastungssicherheit, eine größere Betriebssicherheit und auch eine Anpassung am Ausgang zu erreichen.

Gemäß der Erfindung wird diese Aufgabe dadurch gelöst, daß zwei oder mehr parallel arbeitende, ein- oder mehrstufige, rauschangepaßte Verstärker, die zumindest angenähert gleiche elektrische Übertragungs- und Reflexionseigenschaften aufweisen, mit Hilfe von Ein-

und Ausgangsnetzwerken zusammengeschaltet sind, die derart aufgebaut sind, daß

- a) auf der Eingangs- und der Ausgangsseite Anpassung besteht,
- b) die Übertragungsfunktion vom Eingang auf die Ausgänge des Eingangsnetzwerks gleich $K_1 \cdot e^{-j\varphi_i}$ ist, wobei K_1 für jeden beliebigen Ausgang i gleich ist, d. h. eine symmetrische Leistungsaufteilung besteht, und die Übertragungsfunktion vom Ausgang auf die Eingänge des Ausgangsnetzwerks gleich $K_1' \cdot e^{-j\varphi_i'}$ ist, wobei K_1' für jeden beliebigen Eingang i gleich ist, d. h. ebenfalls eine symmetrische Leistungsaufteilung besteht,
- c) die Übertragungsfunktion von einem beliebigen Ausgang des Eingangsnetzwerks zurück auf dessen Eingang gleich $K_2 \cdot e^{-j\varphi_i}$ ist, wobei K_2 für jeden beliebigen Ausgang i gleich ist, und die Übertragungsfunktion von den Eingängen des Ausgangsnetzwerks auf dessen Ausgang gleich $K_2' \cdot e^{-j\varphi_i'}$ ist, wobei K_2' für jeden beliebigen Eingang i gleich ist,
- d) zum einen alle Ausgänge des Eingangsnetzwerks und zum anderen alle Eingänge des Ausgangsnetzwerks untereinander entkoppelt sind,
- e) die Gleichung

$$\sum_{i=1}^n e^{-2 \cdot j \cdot \varphi_i} = 0$$

gilt, wobei φ_i die Übertragungsphasen des Eingangsnetzwerks bezüglich des jeweiligen Ausgangs $i=1 \dots n$ sind,

- f) die Gleichung

$$\varphi_1 + \varphi_1' = \varphi_2 + \varphi_2' = \dots \varphi_i + \varphi_i' = \varphi_n + \varphi_n'$$

gilt, wobei φ_i' die Übertragungsphasen des Ausgangsnetzwerks bezüglich des jeweiligen Eingangs $i=1 \dots n$ sind.

Aufgrund der Verwendung mehrerer Verstärker ergibt sich eine höhere Aussteuerbarkeit und Überlastungssicherheit als bei den bekannten beschriebenen Verstärkerschaltungen. Die größere Betriebssicherheit bei der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung zur Erreichung von Leistungsanpassung bei rauschangepaßten Hochfrequenz-Verstärkern ergibt sich dadurch, daß bei Ausfall eines Verstärkers immer noch ein Betrieb möglich ist. Wenn nicht sehr teure Transistoren in den einzelnen Verstärkern verwendet werden, wird auch ein Kostenvorteil gegenüber einer Zirkulator- oder Isolatorschaltung erreicht.

Bei der Rauschanpassung der einzelnen Verstärker braucht man keine Rücksicht auf die Leistungsanpassung zu nehmen. Die Eingänge der Verstärker können reflektieren, wenn alle Verstärker gleich ausgebildet sind. Die Gesamttauschzahl der Anordnung ist, wenn man die Dämpfungsverluste der Ein- und Ausgangsnetzwerke vernachlässigen kann, gleich der Rauschzahl eines einzigen der verwendeten gleichen Verstärker.

Die Ein- und Ausgangsnetzwerke vereinfachen sich dadurch, daß die Übertragungsphasendifferenz φ_0 zwischen jeweils zwei benachbarten Ausgängen des Eingangsnetzwerks, d. h. $\varphi_0 = \varphi_i - \varphi_{i-1}$ mit der Übertragungsphasendifferenz φ_0 zwischen jeweils zwei benachbarten Eingängen des Ausgangsnetzwerks übereinstimmt und $\varphi_0 = \frac{180^\circ}{n}$ beträgt, wobei n die Gesamtanzahl der Ausgänge des Eingangsnetzwerks bzw. Eingänge des Ausgangsnetzwerks darstellt.

Eine vorteilhafte Weiterbildung der Erfindung zeichnet sich dadurch aus, daß bei Verwendung zweier Verstärker als Ein- und Ausgangsnetzwerk jeweils ein 3 dB-Ringhybrid mit vier Anschlüssen vorgesehen ist, daß jeweils einer der beiden ausgangsseitigen Anschlüsse des Eingangshybrids über ein Rauschanpassungsnetzwerk mit dem Eingang eines der beiden Verstärker verbunden ist, daß der eine der beiden eingangsseitigen Anschlüsse des Eingangsringhybrids mit einem Abschlußwiderstand beschaltet ist und der andere zur Zuführung des zu verstärkenden Signals dient, daß jeweils einer der beiden eingangsseitigen Anschlüsse des Ausgangsringhybrids direkt mit dem Ausgang jeweils eines der beiden Verstärker verbunden ist und daß der eine der beiden ausgangsseitigen Anschlüsse des Ausgangsringhybrids mit einem Abschlußwiderstand beschaltet ist und der andere zur Weiterleitung des verstärkten Signals dient. Diese Schaltung mit zwei Verstärkern erfordert den relativ geringsten Aufwand.

Das Rauschanpassungsnetzwerk vor einem Verstärker besteht in zweckmäßiger Weise aus einem Serienkondensator und einer Querinduktivität.

Vorteilhaft werden die eingangs- und ausgangsseitigen Anpaßnetzwerke in Streifenleitungstechnik ausgeführt.

Die Erfindung wird im folgenden anhand von sieben Figuren erläutert. Es zeigt

Fig. 1 in Blockschaltbildform eine Prinzipianordnung zur Leistungsanpassung von rauschangepaßten Verstärkern nach der Erfindung,

Fig. 2 den Block eines Eingangs- bzw. Ausgangsnetzwerks der Gesamtanordnung nach Fig. 1,

Fig. 3 eine Schaltungsausführung zur Leistungsanpassung von zwei rauschangepaßten Verstärkern nach der Erfindung mit 3 dB-90°-Ringhybriden in Microstrip-Streifenleitungstechnik,

Fig. 4 ein Ausgangshybrid für die Schaltung nach Fig. 3 mit Transformationseigenschaft (auf $Z = 100 \Omega$),

Fig. 5 eine Schaltung zur Ausführung der Leistungsanpassung von zwei rauschangepaßten Verstärkern nach der Erfindung mit 3 dB-Richtkopplern Microstrip-Streifenleitungstechnik,

Fig. 6 eine Schaltung zur Leistungsanpassung von zwei rauschangepaßten Verstärkern nach der Erfindung mit einem modifizierten Wilkinson-Teiler,

Fig. 7 eine Schaltungsanordnung zur Leistungsanpassung nach der Erfindung mit mehr als zwei rauschangepaßten Verstärkern unter Verwendung jeweils eines modifizierten Wilkinson-Teilers als Eingangs- und Ausgangsnetzwerk.

In Fig. 1 ist schematisch in Blockschaltbildform eine Anordnung zur Leistungsanpassung von n rauschangepaßten Verstärkern $v_1 \dots v_i \dots v_n$ dargestellt. Diese ein- oder mehrstufig ausgeführten rauschangepaßten Verstärker sind mit Hilfe eines Eingangsnetzwerks $L1$ und eines Ausgangsnetzwerks $L'1$ zusammengeschaltet. Ein solches Eingangs- bzw. Ausgangsnetzwerk der Gesamtanordnung nach Fig. 1 ist in Fig. 2 als Block dargestellt. Das Netzwerk $L1$ bzw. $L'1$ ist so aufgebaut, daß es ein- und ausgangsmäßig angepaßt ist. Die Übertragungsfunktion vom Eingang auf den Ausgang i beträgt beim Eingangsnetzwerk $K_1 \cdot e^{-j\varphi_i}$, wobei K_1 für jeden beliebigen Ausgang i gleich ist, bzw. beim Ausgangsnetzwerk $K'_1 \cdot e^{-j\varphi'_i}$, wobei K'_1 für jeden beliebigen Eingang i gleich ist. Dadurch ergibt sich eine symmetrische Leistungsaufteilung. Die Übertragungsfunktion von einem beliebigen Ausgang i zurück auf den Eingang beträgt beim Eingangsnetzwerk $K_2 \cdot e^{-j\varphi_i}$,

wobei K_2 für jeden beliebigen Ausgang gleich ist, bzw. beim Ausgangsnetzwerk $K'_2 \cdot e^{-j\varphi'_i}$, wobei K'_2 für jeden beliebigen Eingang i gleich ist. Voraussetzung ist, daß alle Verstärker $v_1 \dots v_i \dots v_n$ zumindest angenähert gleich sind. Wesentlich ist außerdem, daß alle Ausgänge des Eingangsnetzwerks $L1$ bzw. alle Eingänge des Ausgangsnetzwerks $L'1$ untereinander entkoppelt sind.

Speziell muß, um am Eingang eine Leistungsanpassung zu erzielen, folgende Gleichung gelten:

$$\sum_{i=1}^n e^{-2 \cdot j \cdot \varphi_i} = 0 \quad (A)$$

wobei φ_i die Übertragungsphasen des Eingangsnetzwerks $L1$ sind. Um am Ausgang die Summe der Signale jedes Verstärkers zu haben, müssen alle Signale gleichphasig erscheinen. Also muß außer Gleichung (A) noch gelten:

$$q_1 + q'_1 = q_2 + q'_2 = \dots q_i + q'_i = q_n + q'_n \quad (B)$$

$$i = 1 \dots n$$

Mit den Gleichungen (A) und (B) sind die Netzwerke $L1$ bzw. $L'1$ (Fig. 1, 2) festgelegt.

Es braucht demnach bei der Rauschanpassung der Verstärker keine Rücksicht auf deren Leistungsanpassung genommen werden. Die Eingänge der Verstärker $v_1 \dots v_i \dots v_n$ können, was mit dem Reflexionsfaktor ρ in Fig. 1 dargestellt ist, reflektieren, sofern alle Verstärker gleich sind. Die Gesamttauschzahl der Schaltungsanordnung nach Fig. 1 ist gleich der Rauschzahl eines einzigen der verwendeten gleichen Verstärker, wenn man die Dämpfungsverluste der Ein- und Ausgangsnetzwerke $L1$ und $L'1$ vernachlässigen kann.

Die Netzwerke $L1$ und $L'1$ vereinfachen sich, wenn man annimmt, daß

$$\begin{aligned} q_2 - q_1 &= q_3 - q_2 = q_{i+1} - q_i = q_n - q_{n-1} = q'_2 - q'_1 \\ &= q'_3 - q'_2 = q'_{i+1} - q'_i = q'_n - q'_{n-1} = q_0 \end{aligned}$$

Dann wird die Gleichung (A) zu:

$$q_0 = \frac{180^\circ}{n};$$

$$q_i = q_0 + q_{i-1}.$$

Die Gleichung (B) bleibt gleich.

Ein vorteilhaftes Ausführungsbeispiel der Erfindung zeigt Fig. 3. Hierbei sind als Ein- und Ausgangsnetzwerke zwei in Microstrip-Streifenleitungstechnik ausgeführte 3 dB-Ringhybride 1 und 2 verwendet. Bei dieser Schaltung sind zwei Verstärker $V1$ und $V2$ vorgesehen. Die Phasenübertragungsdifferenz φ_0 beträgt 90° . Die gewünschte Anpassung am Eingang 3 kommt hier dadurch zustande, daß die an den gleichen Verstärkern $V1$ und $V2$ mit ihren gleichen Rauschanpassungsnetzwerken 4 und 5 reflektierten Signale in einen am isolierten Arm 6 des Eingangshybrids 1 liegenden Abschlußwiderstand R_1 und nicht in den Eingangsarm 3 zurückgelangen. Die Rauschanpassungsnetzwerke 4 und 5 bestehen im ausgeführten Beispiel jeweils aus einem Serienkondensator 7 und einer Querinduktivität 8. Diese Schaltelemente lassen sich im speziellen Ausführungsbeispiel in vorteilhafter Weise in die Stromzuführungen der rauscharmen Transistoren der Verstärker $V1$ bzw. $V2$ einbeziehen. Das Ausgangshy-

brid 2 führt die beiden verstärkten Signale wegen ihrer festen Phasenbeziehung zueinander in den Ausgangsarm 9 zusammen und sorgt für die ausgangsseitige Anpassung. Am isolierten Arm 10 des Ausgangshybrids 2 liegt ein Abschlußwiderstand R_2 . Das Gesamtrauschen, welches dem doppelten Rauschwert der beiden Einzelverstärker V_1 und V_2 entspricht, verteilt sich aufgrund der inkohärenten Natur des Rauschens — im Gegensatz zum Nutzsignal — je zur Hälfte auf den Ausgangsarm 9 und den isolierten Arm 10 mit dem Abschlußwiderstand R_2 , so daß die Gesamtschaltung nicht mehr rauscht als der einzelne Verstärker, wenn man von den geringen Verlusten des Eingangshybrids 1 absieht. Die beiden 3 dB-Hybride sind jeweils an allen vier Armen für die gleichen Wellenwiderstände, im dargestellten Beispiel 50 Ohm, ausgeführt. Die beiden Widerstände R_1 und R_2 haben somit ebenfalls den Wert von 50 Ohm. Die Längsleitungen der beiden Hybride 1 und 2 haben einen Wellenwiderstand $Z=50/\sqrt{2}$ Ohm und die Querleitungen dieser Ringhybride 1 und 2 einen Wellenwiderstand $Z=50$ Ohm.

Die 3 dB-Hybride 1 und 2 lassen sich auch als transformierende Hybride realisieren. So ist es beispielsweise vorteilhaft, daß Ausgangshybrid 2 so zu gestalten, daß die Transistoren der Verstärker auf höhere Widerstände als 50 Ohm arbeiten, weil daraus eine höhere Verstärkung resultiert. In Fig. 4 ist beispielsweise ein in Streifenleitungstechnik ausgeführtes 3 dB-Hybrid 11, welches von 50 Ohm auf 100 Ohm transformiert, mit den benötigten Wellenwiderständen der vier Viertelwellenlängenleitungen aufgezeigt.

Zur Erzielung einer größeren Frequenzbandbreite können die 3 dB-Hybride mehrstufig als sogenannte Branch-Line-Koppler ausgeführt werden. Sie können auch durch 3 dB-Richtungskoppler 12 und 13 ersetzt werden, was in Fig. 5 dargestellt ist. Im übrigen entspricht die in Fig. 5 aufgezeigte Gestaltung der Leistungsanpassung, die in Triplate-Technik, d. h. mit im Koppelbereich 29 bzw. 30 übereinander geführten Leitungen, ausgeführt ist, der Schaltungsanordnung nach Fig. 3.

Der Platzbedarf für die Schaltung nach der Erfindung läßt sich auch bei tieferen Frequenzen durch Verwendung von Substratmaterial mit hoher Dielektrizitätskonstante und geeigneten Hybriden klein halten.

An Stelle von Ringhybriden oder Kopplern läßt sich auch ein geänderter Wilkinson-Teiler, entsprechend der Anordnung nach Fig. 6, als Eingangs- bzw. Ausgangsnetzwerk verwenden. Das Eingangssignal wird hierbei den beiden Viertelwellenlängenleitungen 14 und 15 an einem Ende gemeinsam zugeführt. Zwischen den anderen Enden der Leitungen 14 und 15 liegt ein Isolationswiderstand 16. Die Schaltungselemente 14, 15 und 16 bilden einen sogenannten Wilkinson-Teiler. Eine weitere Viertelwellenlängenleitung 17 dient dazu, die Phasendifferenz der Ausgänge des Wilkinson-Teilers auf 90° zu bringen, um die Gleichungen (A) und (B) zu erfüllen. Die beiden um 90° in der Phase verschobenen Signale werden über die Rauschanpaßnetzwerke 4 bzw. 5 den beiden Verstärkern V_1 bzw. V_2 zugeführt. Die Ausgangssignale der beiden Verstärker V_1 und V_2 werden unmittelbar bzw. über eine die Phasendifferenz von 90° wieder kompensierende Viertelwellenlängenleitung 18 dem ausgangsseitigen Wilkinson-Teiler mit den beiden Viertelwellenlängenleitungen 19 und 20

sowie dem Querwiderstand 21 zugeführt. Die nicht mit dem Querwiderstand 21 beschalteten Enden der beiden Viertelwellenlängenleitungen 19 und 20 sind zusammengefaßt und bilden den Ausgang für das verstärkte Signal. Im ausgeführten Beispiel haben die Viertelwellenlängenleitungen 14, 15, 19 und 20 einen Wellenwiderstand von $50 \cdot \sqrt{2}$ Ohm = 70,7 Ohm. Die beiden anderen Viertelwellenlängenleitungen 17 und 18 besitzen einen Wellenwiderstand von 50 Ohm. Die Querwiderstände 16 und 21 haben einen Widerstandswert von 100 Ohm.

Der abgeänderte Wilkinson-Teiler läßt sich auch durch einen breitbandigen Leistungsteiler mit entsprechenden breitbandigen phasenverschiebenden Leitungsanordnungen an Stelle der Leitungen 17 und 18 ersetzen.

Fig. 7 zeigt eine Schaltung mit n Verstärkern $V_1 \dots V_i \dots V_n$ mit modifizierten Wilkinson-Teilern als Eingangs- und Ausgangsnetzwerk. Das zu verstärkende Hochfrequenz-Signal wird auf die einen Enden von n Viertelwellenlängenleitungen 22 gegeben, deren andere Enden über Querwiderstände 23 zusammengeschaltet und über jeweils eine zweite Leitung 24 und ein Rauschanpaßnetzwerk 25 mit einem der n Verstärker verbunden sind. Die Ausgänge dieser n Verstärker sind jeweils über eine Leitung 26 mit Viertelwellenlängenleitungen 27 verbunden, welche an ihren Eingängen über Querwiderstände 28 zusammengeschaltet und an ihren Ausgängen direkt miteinander verbunden sind, so daß von dort das verstärkte Signal weitergeführt werden kann. Die im Eingangsnetzwerk befindlichen Leitungen 24 weisen bei einem Wellenwiderstand von 50 Ohm in den einzelnen Verstärkerzügen $i=1 \dots n$ die jeweiligen Längen $l_i = (i-1) \cdot \lambda/2n$ auf, wobei λ die Betriebswellenlänge ist. Die im Ausgangsnetzwerk befindlichen Leitungen 26 besitzen bei einem 50-Ohm-Wellenwiderstand in den einzelnen Verstärkerzügen $i=1 \dots n$ die jeweiligen Längen der Leitungen l_{n-i+1} . Dies bedeutet, daß im Verstärkerzug mit dem Verstärker V_i eine Leitung 24 mit der Länge l_i und eine Leitung 26 mit der Länge l_n zusammengehören. Im Verstärkerzug mit dem Verstärker V_i ergänzen sich eine Leitung 24 mit der Länge l_i und eine Leitung 26 mit der Länge l_{n-i+1} . Im Verstärkerzug mit dem Verstärker V_{n-1} treffen eine Leitung 24 mit der Länge l_{n-1} und eine Leitung 26 mit der Länge l_2 aufeinander. Im Verstärkerzug mit dem Verstärker V_n gehören eine Leitung 24 mit der Länge l_n und eine Leitung 26 mit der Länge l_1 zusammen. Der Wellenwiderstand Z der Viertelwellenlängenleitungen 22 und 27 in den einzelnen Verstärkerzügen $i=1 \dots n$ entspricht dem Produkt aus dem für alle Querwiderstände übereinstimmenden Widerstandswert R_0 und der Wurzel aus der Anzahl aller Verstärkerzüge, d. h. $Z=R_0 \cdot \sqrt{n}$. Am Eingang und am Ausgang besteht jeweils ein Anpaßwiderstand vom Wert $R_0=Z_e=Z_a=Z_o$. Es läßt sich auch einer der abgeänderten Wilkinson-Teiler transformierend ausbilden, d. h. beispielsweise $Z_e \neq R_0$ bei $R_o=Z_o$.

Der Wilkinson-Teiler ist an sich bekannt aus dem Aufsatz von E. J. Wilkinson: »An N-way Hybrid Power Divider«, IRE Trans. Microwave Theory and Design, Vol. MTT 8, S. 116–118, Januar 1960. Eine breitbandige Ausführung des sogenannten Wilkinson-Teilers ist in dem Artikel: »A Class of Broadband Three-Port TEM-mode Hybrids« von Seymour Cohn, IEEE-T-MTT, Vol. 16, Nr. 2, Februar 1968, beschrieben.

Hierzu 3 Blatt Zeichnungen

FIG 3

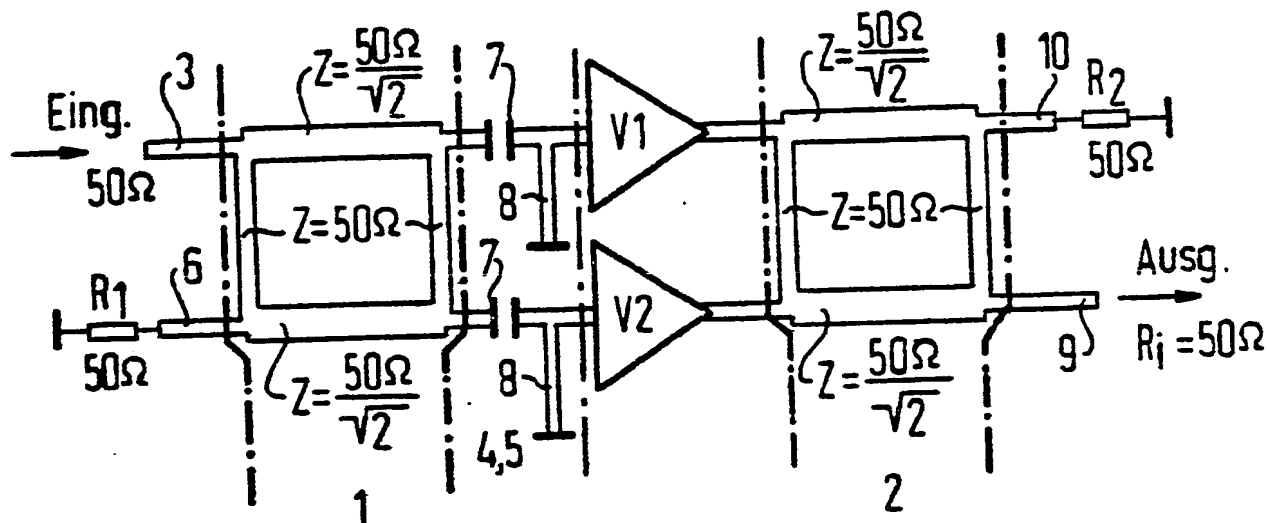


FIG 4

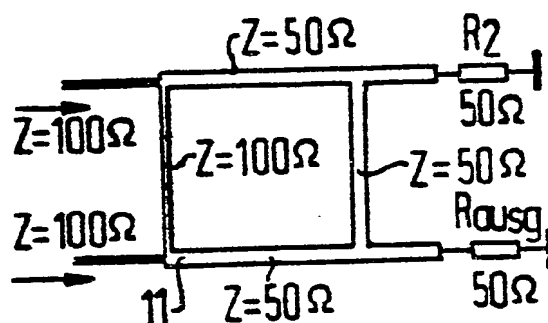


FIG 5

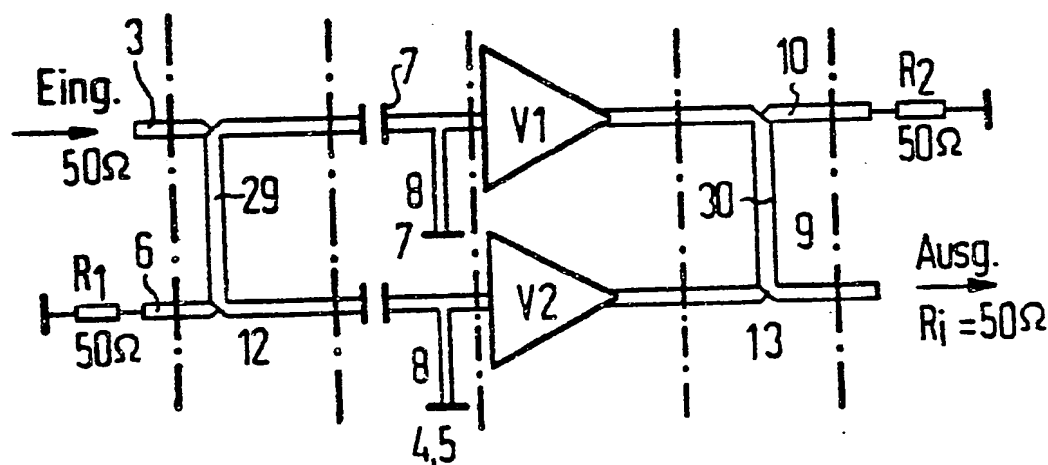


FIG 6

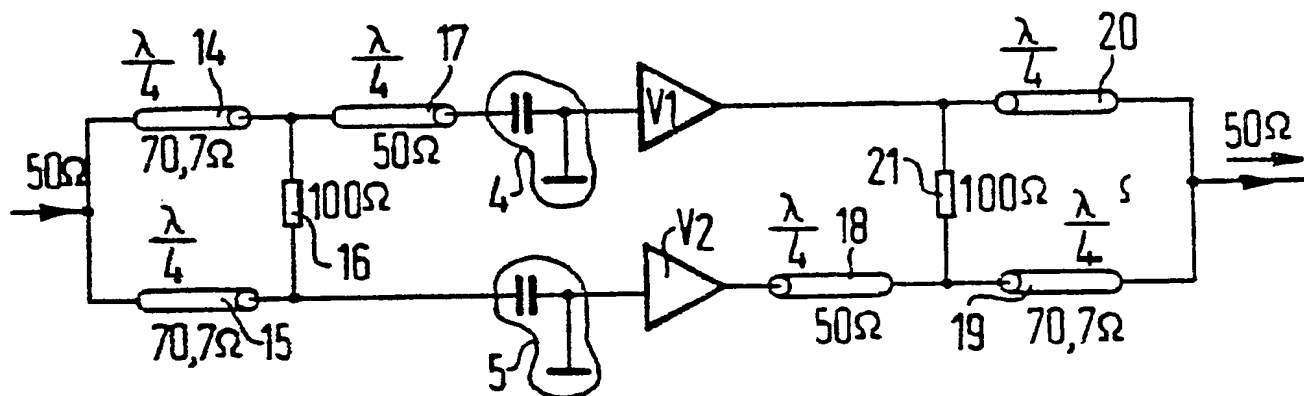


FIG 7

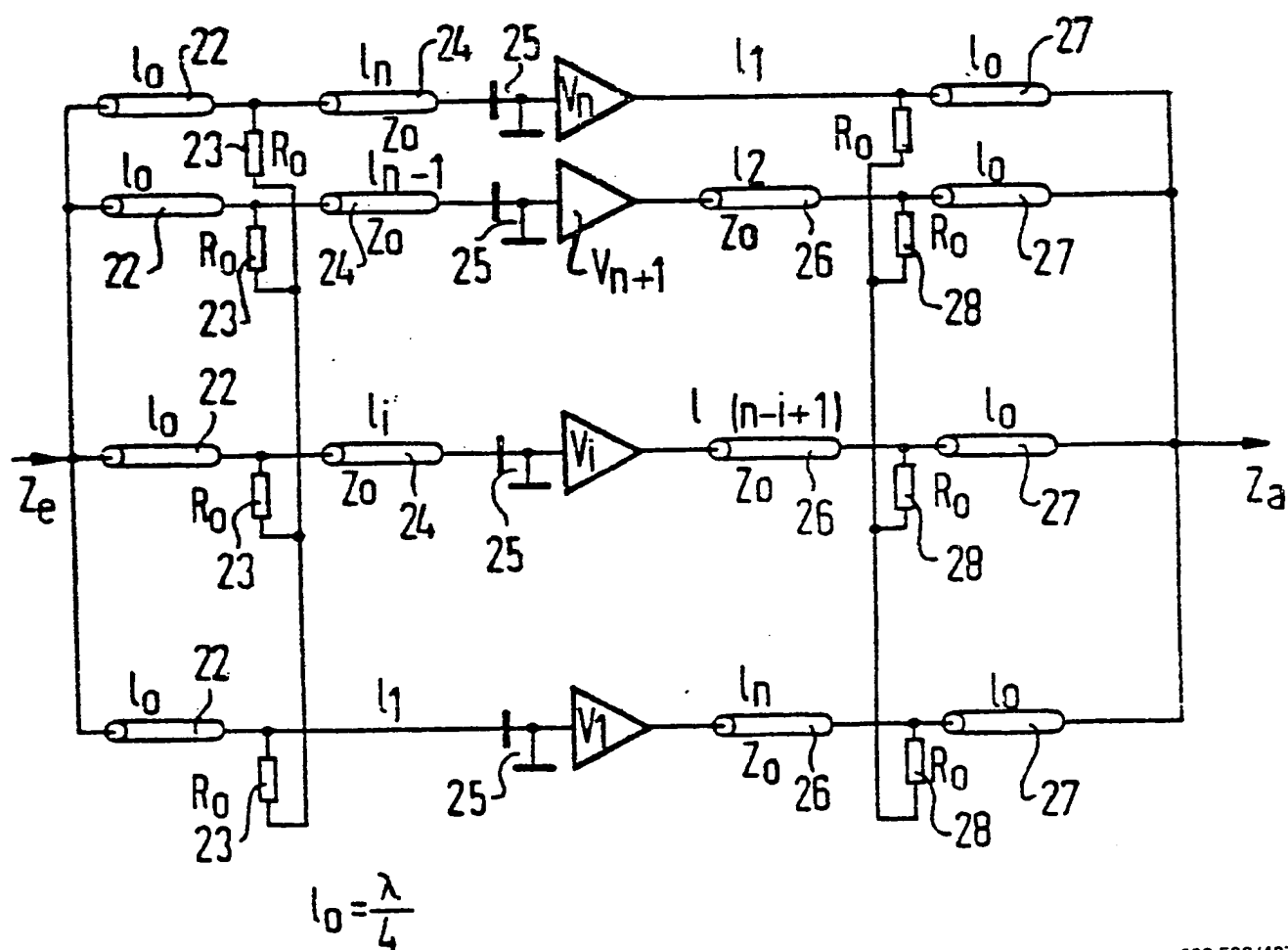


FIG 1

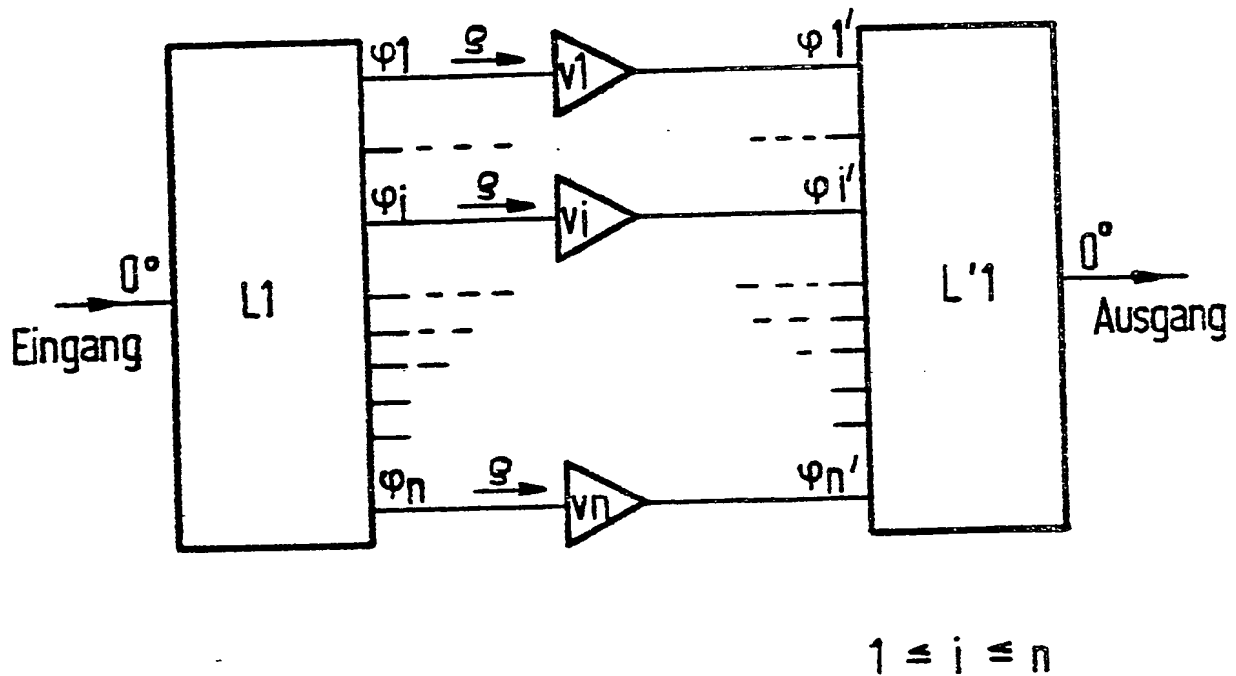
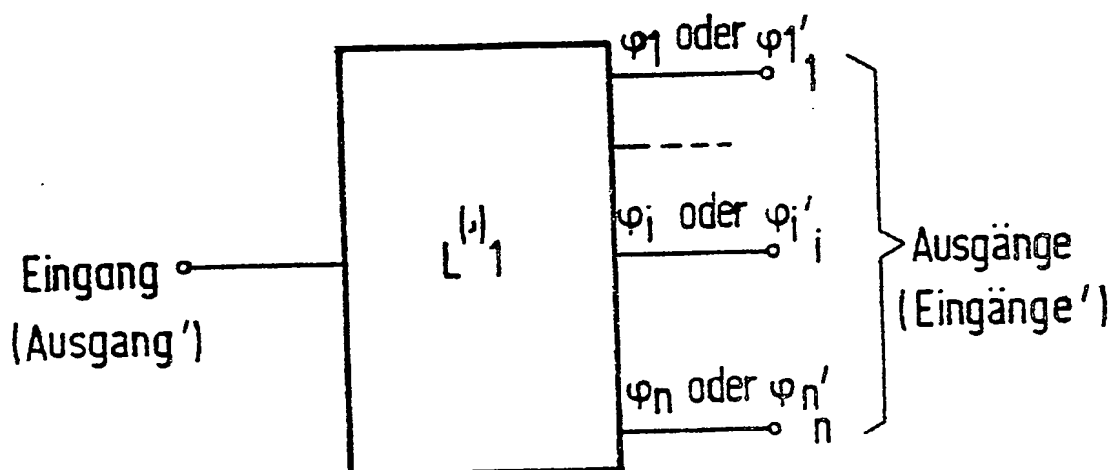


FIG 2



ORIGINAL INSPECTED

909 523/487

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

THIS PAGE BLANK (ISPTO)